

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

(article 18 et règles 43 et 44 du PCT)

Référence du dossier du déposant ou du mandataire B4230 PCT	POUR SUITE voir la notification de transmission du rapport de recherche internationale (formulaire PCT/ISA/220) et, le cas échéant, le point 5 ci-après A DONNER	
Demande internationale n° PCT/FR 00/00477	Date du dépôt international (jour/mois/année) 25/02/2000	(Date de priorité (la plus ancienne) (jour/mois/année) 26/02/1999
Déposant STMICROELECTRONICS S.A. et al.		

Le présent rapport de recherche internationale, établi par l'administration chargée de la recherche internationale, est transmis au déposant conformément à l'article 18. Une copie en est transmise au Bureau international.

Ce rapport de recherche internationale comprend 2 feuilles.

☒ Il est aussi accompagné d'une copie de chaque document relatif à l'état de la technique qui y est cité.

1. Base du rapport

a. En ce qui concerne la langue, la recherche internationale a été effectuée sur la base de la demande internationale dans la langue dans laquelle elle a été déposée, sauf indication contraire donnée sous le même point.

☐ la recherche internationale a été effectuée sur la base d'une traduction de la demande internationale remise à l'administration.

b. En ce qui concerne les séquences de nucléotides ou d'acides aminés divulguées dans la demande internationale (le cas échéant), la recherche internationale a été effectuée sur la base du listage des séquences :

☐ contenu dans la demande internationale, sous forme écrite.

☐ déposée avec la demande internationale, sous forme déchiffrable par ordinateur.

☐ remis ultérieurement à l'administration, sous forme écrite.

☐ remis ultérieurement à l'administration, sous forme déchiffrable par ordinateur.

☐ La déclaration, selon laquelle le listage des séquences présenté par écrit et fourni ultérieurement ne va pas au-delà de la divulgation faite dans la demande telle que déposée, a été fournie.

☐ La déclaration, selon laquelle les informations enregistrées sous forme déchiffrable par ordinateur sont identiques à celles du listage des séquences présenté par écrit, a été fournie.

2. ☐ Il a été estimé que certaines revendications ne pouvaient pas faire l'objet d'une recherche (voir le cadre I).

3. ☐ Il y a absence d'unité de l'invention (voir le cadre II).

4. En ce qui concerne le titre,

☐ le texte est approuvé tel qu'il a été remis par le déposant.

☒ Le texte a été établi par l'administration et a la teneur suivante:

RECEPTEUR DE SIGNAUX MULTI PORTEUSE A CORRECTION DE DEFAUTS D'EGALISATION PROVOQUES PAR LES DEPLACEMENT DE LA FENETRE TRF

5. En ce qui concerne l'abrégé,

☒ le texte est approuvé tel qu'il a été remis par le déposant

☐ le texte (reproduit dans le cadre III) a été établi par l'administration conformément à la règle 38.2b). Le déposant peut présenter des observations à l'administration dans un délai d'un mois à compter de la date d'expédition du présent rapport de recherche internationale.

6. La figure des dessins à publier avec l'abrégé est la Figure n°

☒ suggérée par le déposant.

☐ parce que le déposant n'a pas suggéré de figure.

☐ parce que cette figure caractérise mieux l'invention.

8 _____

☐ Aucune des figures n'est à publier.

BLANK PAGE

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale No
PCT/FR 00/00477

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
CIB 7 H04L25/03 H04L27/26

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)

CIB 7 H04L

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie *	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	WO 95 19671 A (TELIA) 20 juillet 1995 (1995-07-20) abrégé	1
A	WO 97 41672 A (PHILIPS) 6 novembre 1997 (1997-11-06) page 1, ligne 3 - ligne 9 page 6, ligne 13 - ligne 14	1

☐ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

- "A" document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
- "E" document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
- "L" document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
- "O" document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
- "P" document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

- "T" document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention
- "X" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément
- "Y" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier
- "&" document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

31 mai 2000

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

07/06/2000

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Scriven, P

BLANK PAGE

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/FR 00/00477

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 9519671 A	20-07-1995	SE 501608 C EP 0740868 A SE 9400116 A US 5726973 A	27-03-1995 06-11-1996 27-03-1995 10-03-1998
WO 9741672 A	06-11-1997	NONE	

BLANK PAGE



DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITE DE COOPERATION EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(51) Classification internationale des brevets ⁷ : H04L 25/03, 27/26	A1	(11) Numéro de publication internationale: WO 00/51301 (43) Date de publication internationale: 31 août 2000 (31.08.00)
--	----	--

(21) Numéro de la demande internationale: PCT/FR00/00477
(22) Date de dépôt international: 25 février 2000 (25.02.00)
(30) Données relatives à la priorité:
99/02653 26 février 1999 (26.02.99) FR
(71) Déposant (pour tous les Etats désignés sauf US): STMICRO-ELECTRONICS S.A. [FR/FR]; 7, avenue Galliéni, F-94250 Gentilly (FR).
(72) Inventeur; et
(75) Inventeur/Déposant (US seulement): MEYER, Jacques [FR/FR]; Serlin, F-38950 Saint Martin Le Vinoux (FR).
(74) Mandataire: DE BEAUMONT, Michel; Cabinet Conseil, 1, rue Champollion, F-38000 Grenoble (FR).

(81) Etats désignés: JP, US, brevet européen (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).

Publiée

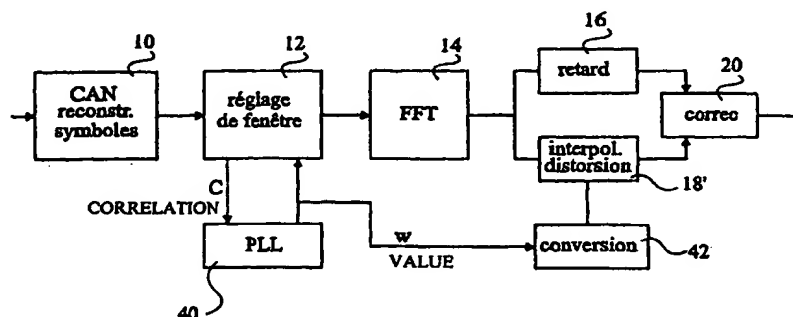
Avec rapport de recherche internationale.

(54) Title: MULTICARRIER SIGNAL RECEIVER WITH CORRECTION OF EQUALIZATION FAULTS INDUCED BY THE TRF WINDOW DISPLACEMENTS

(54) Titre: RECEPTEUR DE SIGNAUX MULTIPORTEUSE A CORRECTION DE DEFAUTS D'EGALISATION PROVOQUES PAR LES DEPLACEMENTS DE LA FENETRE TRF

(57) Abstract

The invention concerns a COFDM demodulator comprising a fast Fourier transform circuit (14) analysing a signal received in a window corresponding to a symbol, each symbol carrying several phase and amplitude modulated carriers, whereof some (P), frequency-shifted in a predetermined manner from one symbol to the next, are set up as pilots; a two-dimensional filter (18) for interpolating, from anchors (A) corresponding to the pilots as they are received from several consecutive symbols (S), the distortion whereto each carrier is subjected, and means (12) for correcting the window offset relatively to an optimal position. The demodulator comprises means (42) for correcting each distortion on the basis of the widow offset corrections produced respectively for the symbol associated with the distortion and for the symbols associated with the anchors interpolating the distortion.



- 10...ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER SYMBOL RECONSTRUCTION
- 12...WINDOW ADJUSTMENT
- 14...FAST FOURIER TRANSFORM
- 16...DELAY
- 18...DISTORTION INTERPOLATION
- 20...CORRECTION
- 40...PHASE LOCKED LOOP
- 42...CONVERSION

(57) Abrégé

L'invention concerne un démodulateur COFDM comprenant un circuit de transformée de Fourier rapide (14) analysant un signal reçu dans une fenêtre correspondant à un symbole, chaque symbole véhiculant plusieurs porteuses modulées en phase et en amplitude, dont certaines (P), décalées en fréquence de manière prédéterminée d'un symbole au suivant, constituent des pilotes; un filtre bidimensionnel (18) pour interpoler, à partir d'ancres (A) correspondant aux pilotes tels que reçus de plusieurs symboles consécutifs (S), la distorsion subie par chaque porteuse; et des moyens (12) pour corriger le décalage de la fenêtre par rapport à une position optimale. Le démodulateur comprend des moyens (42) pour corriger chaque distorsion en fonction de corrections de décalage de fenêtre survenues respectivement pour le symbole associé à la distorsion et pour les symboles associés aux ancres servant à interpoler la distorsion.

UNIQUEMENT A TITRE D'INFORMATION

Codes utilisés pour identifier les Etats parties au PCT, sur les pages de couverture des brochures publiant des demandes internationales en vertu du PCT.

AL	Albanie	ES	Espagne	LS	Lesotho	SI	Slovénie
AM	Arménie	FI	Finlande	LT	Lituanie	SK	Slovaquie
AT	Autriche	FR	France	LU	Luxembourg	SN	Sénégal
AU	Australie	GA	Gabon	LV	Lettonie	SZ	Swaziland
AZ	Azerbaïdjan	GB	Royaume-Uni	MC	Monaco	TD	Tchad
BA	Bosnie-Herzégovine	GE	Géorgie	MD	République de Moldova	TG	Togo
BB	Barbade	GH	Ghana	MG	Madagascar	TJ	Tadjikistan
BE	Belgique	GN	Guinée	MK	Ex-République yougoslave	TM	Turkménistan
BF	Burkina Faso	GR	Grèce		de Macédoine	TR	Turquie
BG	Bulgarie	HU	Hongrie	ML	Mali	TT	Trinité-et-Tobago
BJ	Bénin	IE	Irlande	MN	Mongolie	UA	Ukraine
BR	Brésil	IL	Israël	MR	Mauritanie	UG	Ouganda
BY	Bélarus	IS	Islande	MW	Malawi	US	Etats-Unis d'Amérique
CA	Canada	IT	Italie	MX	Mexique	UZ	Ouzbékistan
CF	République centrafricaine	JP	Japon	NE	Niger	VN	Viet Nam
CG	Congo	KE	Kenya	NL	Pays-Bas	YU	Yougoslavie
CH	Suisse	KG	Kirghizistan	NO	Norvège	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	République populaire	NZ	Nouvelle-Zélande		
CM	Cameroun		démocratique de Corée	PL	Pologne		
CN	Chine	KR	République de Corée	PT	Portugal		
CU	Cuba	KZ	Kazakstan	RO	Roumanie		
CZ	République tchèque	LC	Sainte-Lucie	RU	Fédération de Russie		
DE	Allemagne	LI	Liechtenstein	SD	Soudan		
DK	Danemark	LK	Sri Lanka	SE	Suède		
EE	Estonie	LR	Libéria	SG	Singapour		

**RECEPTEUR DE SIGNAUX MULTIPOURTEUSE A CORRECTION DE DEFAUTS
D'EGALISATION PROVOQUES PAR LES DEPLACEMENTS DE LA FENETRE
TRF**

La présente invention concerne un démodulateur dit COFDM ("Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex" ou multiplexage par division de fréquence orthogonal codé), et plus particulièrement un tel démodulateur utilisé pour des transmissions hertziennes.

La figure 1 est destinée à illustrer le principe d'une modulation COFDM. Des paquets de données à émettre sont mises sous la forme de N coefficients complexes associés à N fréquences respectives. Le nombre N de fréquences est une puissance de 2, égale par exemple à 8192 (diffusion de télévision numérique). Chaque coefficient complexe correspond à un vecteur qui est illustré en figure 1 comme partant d'un axe des fréquences en un point indiquant la fréquence associée au coefficient.

L'ensemble de ces N coefficients est traité par transformée de Fourier rapide inverse (ou IFFT), ce qui produit un "symbole" constitué d'une somme de porteuses modulées, chaque porteuse ayant l'amplitude et la phase déterminées par le coefficient complexe associé. Le symbole ainsi généré est émis et un récepteur lui fait subir le traitement inverse, c'est-à-dire une transformée de Fourier rapide (FFT) pour reconstituer les coefficients complexes de départ.

Comme cela est représenté en figure 1, certains vecteurs P_1 , P_2 , P_3 ... régulièrement répartis ont une valeur constante connue. Ces vecteurs, ou les porteuses correspondantes, sont appelés porteuses pilotes. Ils servent à refléter les distorsions subies par le signal transmis et à interpoler les corrections à effectuer sur les vecteurs inconnus situés entre les pilotes.

La figure 2 illustre une transmission de plusieurs symboles successifs S_{n-1} , S_n ... Comme cela est représenté, chacun de ces symboles est précédé d'un intervalle de garde G qui n'est autre qu'une recopie d'une partie de la fin du symbole correspondant. Ces intervalles de garde servent à éviter des distorsions de modulation inter-symbole provoquées par un écho de la transmission au niveau du récepteur. La figure 2 représente également un écho S_{En-1} , G_{En-1} ... du signal émis. Cet écho est retardé par rapport au signal principal d'une durée inférieure à celle d'un intervalle de garde G .

Chaque symbole S est normalement analysé par le circuit FFT du récepteur dans une fenêtre W de même longueur que le symbole. S'il n'y avait pas d'intervalle de garde, une fenêtre d'analyse W coïncidant avec un symbole du signal principal serait à cheval sur deux symboles du signal d'écho. Ceci provoquerait une erreur difficile à corriger dans la transformée FFT.

L'intervalle de garde G , pourvu qu'il soit supérieur au retard de l'écho, offre une marge de réglage de la fenêtre d'analyse W pour qu'elle ne coïncide qu'avec des portions appartenant au même symbole, aussi bien dans le signal principal que dans l'écho. Le fait qu'une fenêtre d'analyse soit à cheval sur un symbole et son intervalle de garde introduit seulement un déphasage qui est corrigé notamment grâce aux porteuses pilotes susmentionnées.

La figure 3 illustre une méthode utilisée dans un modulateur COFDM classique, tel que décrit dans le brevet français 2 743 967, pour trouver, au début d'une réception, les débuts des symboles, ceci dans le but de régler la position des fenêtres

d'analyse W. On effectue un produit de corrélation entre le signal reçu et ce même signal retardé d'un symbole. Ceci permet de détecter l'instant où chaque intervalle de garde du signal retardé coïncide avec une partie identique du signal reçu, à savoir la fin du symbole correspondant dans le signal reçu.

Le produit de corrélation C, initialement nul, se met à croître progressivement à partir du début de chaque intervalle de garde du signal retardé. La valeur maximale est atteinte à la fin de l'intervalle de garde du signal retardé, à la suite de quoi le produit de corrélation C se met à décroître pour atteindre la valeur nulle. En présence d'un signal d'écho, les pics de corrélation sont moins élevés et se décalent dans le sens de l'écho, de sorte qu'ils représentent assez bien où doivent débiter les fenêtres d'analyse.

Toutefois, le plus souvent les signaux sont bruités et il est difficile de déterminer avec une précision suffisante la position des pics de corrélation. Pour cela, le circuit décrit dans le brevet français susmentionné permet d'affiner la position, à l'initialisation du circuit, par l'analyse de la réponse impulsionnelle du canal. Bien entendu, il est possible que le signal reçu subisse des dérives de fréquence ou de phase en cours de fonctionnement, de sorte que la position des fenêtres doit être révisée régulièrement comme cela sera décrit ci-après.

La figure 4 représente de manière très schématique l'architecture d'un démodulateur COFDM tel que décrit dans le brevet français susmentionné. Il s'agit d'un système de réception de signaux de télévision numérique diffusés par voie hertziennne. Dans une transmission hertziennne, les symboles sont véhiculés par une porteuse de fréquence élevée, laquelle fréquence est abaissée par un tuner non représenté. Un élément 10 de l'architecture de la figure 4 extrait les symboles de cette porteuse et les convertit en numérique. Un élément 12 détermine la position des fenêtres d'analyse comme cela a été décrit en relation avec la figure 3 et réajuste le cas échéant la position des fenêtres d'analyse. La transformée FFT est effectuée en 14 avec les fenê-

5 tres déterminées en 12. Les coefficients fournis par la transformée FFT sont mis en attente en 16 afin d'interpoler en 18 les distorsions subies par les coefficients. Les distorsions, qui sont des nombres complexes, sont utilisées pour corriger les coefficients en 20.

10 En 22 on calcule la réponse impulsionnelle du canal à partir des pilotes distordus tels que reçus. Cette réponse impulsionnelle permet de déterminer si la position des fenêtres d'analyse est correcte ou bien si elle doit être modifiée. La position optimale de la fenêtre est obtenue lorsque l'énergie de la réponse impulsionnelle est maximale.

15 Comme on l'a précédemment indiqué, chaque symbole comporte des pilotes de caractéristiques identiques connues (ils sont généralement d'amplitude unitaire et de phase nulle ou à 180°, selon une loi connue du récepteur). Les pilotes tels que reçus par le démodulateur reflètent les distorsions subies par les pilotes. La valeur de la distorsion est $A_p = P_p/E_p$, où P_p est la valeur du pilote reçu de position p et E_p la valeur du pilote émis correspondant. Une distorsion A_p est couramment appelée "ancres". Ces ancres sont utilisées pour calculer par interpolation les distorsions, ci après notées d_k ($k \neq p$), aux positions k dépourvues de pilotes.

25 La correction d'erreur en 20 consiste à calculer le rapport des coefficients tels que reçus et des distorsions interpolées respectives : $D_k = R_k/d_k$, où D_k est la valeur corrigée et R_k la valeur reçue.

30 Etant donné que les pilotes ne véhiculent pas de données, on cherche à limiter leur nombre. Par contre, plus le nombre de pilotes est faible, plus on effectue d'erreurs d'interpolation entre deux pilotes consécutifs. Pour améliorer cette situation, les pilotes sont décalés de plusieurs positions d'un symbole au suivant et on effectue une interpolation bidimensionnelle sur plusieurs symboles consécutifs. Dans l'exemple décrit ci-après, chaque symbole comporte un pilote toutes les

douze positions et les pilotes sont décalés de trois positions d'un symbole au suivant.

La figure 5 illustre cette interpolation bidimensionnelle. Elle représente une matrice dont les rangées correspondent à des symboles consécutifs, le dernier symbole reçu étant à la dernière rangée. Les colonnes de la matrice correspondent aux positions ou fréquences successives des porteuses des symboles. Des carrés hachurés correspondent aux ancrs reçues. On s'aperçoit que, grâce au décalage des pilotes d'un symbole au suivant, on retrouve des ancrs rapprochées dans certaines colonnes (toutes les trois colonnes dans le présent exemple).

On commence par interpoler toutes les distorsions dans les colonnes contenant les ancrs. Puis un filtre à réponse impulsionnelle finie 24 interpole les distorsions manquantes de chaque rangée.

Avec l'exemple susmentionné, on peut interpoler les distorsions d'un symbole $n-3$ au moment où l'on reçoit le symbole n . Par ailleurs, l'interpolation de certaines distorsions du symbole $n-3$ nécessitera des ancrs de symboles antérieurs, jusqu'au symbole $n-6$. Cette méthode nécessite donc que l'on stocke complètement les symboles $n-1$ à $n-3$ et que l'on stocke également les ancrs seules des symboles $n-4$ à $n-6$.

Une distorsion interpolée de position k dans un symbole n , s'exprime par :

$$d_{n,k} = \left(1 - \frac{s}{4}\right) A_{n-s,k} + \frac{s}{4} A_{n+4-s,k} \quad (1)$$

où les termes A sont les ancrs reçues et

où $s = (n \text{ modulo } 4 - k/3 \text{ modulo } 4) \text{ modulo } 4$.

A titre d'exemple, avec cette expression, la distorsion interpolée en troisième position du symbole $n-3$ à la figure 5 s'exprime par $\frac{1}{4} A_{n-4} + \frac{3}{4} A_n$.

La figure 6 représente schématiquement un circuit d'interpolation de distorsion 18 mettant en oeuvre la méthode de la figure 5. Le circuit de retard 16 de la figure 4 stocke trois symboles consécutifs S_{n-1} , S_{n-2} , S_{n-3} dans un registre à décalage. Les ancrs reçues A_{n-1} à A_{n-6} de six symboles consécutifs

nécessaires à interpoler les distorsions dans les colonnes sont stockées dans six registres à décalage 26 connectés en cascade. Le registre 16 et le premier registre 26 reçoivent le symbole courant S_n . Un multiplexeur 28 à quatre entrées reçoit sur une première entrée les ancres du symbole S_n , multipliées par un quart ; sur une deuxième entrée les ancres A_{n-1} fournies par le premier registre 26, multipliées par un demi ; sur une troisième entrée les ancres A_{n-2} fournies par le deuxième registre 26, multipliées par trois quarts ; et sur sa quatrième et dernière entrée les ancres A_{n-3} fournies par le troisième registre 26.

Un multiplexeur 30 reçoit sur une première entrée les ancres A_{n-4} fournies par le quatrième registre 26, multipliées par trois quarts ; sur une deuxième entrée les ancres A_{n-5} fournies par le cinquième registre 26, multipliées par un demi ; sur une troisième entrée les ancres A_{n-6} fournies par le sixième registre 26, multipliées par un quart ; et sur sa dernière entrée la valeur 0. En 32 la somme des sorties des multiplexeurs 28 et 30 est fournie au filtre 24. Les multiplexeurs 28 et 30 sont commandés par un même signal de sélection SEL qui sélectionne l'entrée adéquate des multiplexeurs en fonction de la position k de la distorsion à interpoler.

Comme on l'a précédemment indiqué, la position de la fenêtre d'analyse FFT est fixée une fois pour toutes lors d'une phase d'initialisation. Il est néanmoins prévu de vérifier régulièrement que la position de la fenêtre est bonne et de réajuster cette position le cas échéant. Toutefois, lorsque l'on modifie la position de la fenêtre d'analyse, on modifie corrélativement la phase de chacune des porteuses des symboles, et cette modification de phase se traduit par une distorsion qui doit être corrigée. Si la modification de phase survient pour un symbole courant n , les ancres de ce symbole courant n'auront pas la même référence de phase que les ancres des symboles précédents, d'où il résulte que l'on ne pourra pas interpoler les distorsions qui font intervenir les ancres du symbole n .

La figure 7 est destinée à illustrer plus en détail ce phénomène. Cette figure représente une évolution de phase d'une ancre de même position dans des symboles consécutifs numérotés à partir de zéro, ceci dans le cadre de l'exemple de la figure 5 où l'on trouve une ancre à la même position tous les quatre symboles.

On suppose que les symboles reçus prennent régulièrement de l'avance par rapport à la fenêtre d'analyse fixe, ce qui se traduit par une augmentation de la phase des ancres, comme cela est représenté pour les symboles 0, 4 et 8, 12. Les phases interpolées sont marquées par des cercles qui se trouvent sur des droites reliant les valeurs de phase des ancres.

Au septième symbole la fenêtre d'analyse est avancée d'un intervalle τ pour rattraper l'avance de phase des symboles. Il en résulte que la phase devrait évoluer comme cela est indiqué par des carrés, c'est-à-dire en continuant à croître régulièrement pour les symboles 5 et 6, en chutant brutalement pour le symbole 7, et en croissant de nouveau régulièrement. La chute de phase est perceptible la première fois dans l'ancre du symbole 8, et les erreurs interpolées pour les symboles 5 à 7, se trouvant sur la droite reliant les valeurs de phase des ancres des symboles 4 et 8, sont erronées. Il en résulte que l'on perd les symboles 5 à 7, laquelle perte est la plupart du temps perceptible, notamment sur un écran de télévision dans le cas où les symboles correspondent à des signaux vidéo.

Lorsque le récepteur et l'émetteur sont à des positions fixes, comme c'est la plupart des cas, un réajustement de fenêtre d'analyse survient rarement et de telles perturbations du signal peuvent être acceptables.

Par contre, on peut envisager d'utiliser un récepteur dans un véhicule en déplacement, tel qu'un train, auquel cas les réajustements de fenêtre devraient être fréquents, rendant inacceptables les perturbations que cela provoquerait.

Un objet de la présente invention est de prévoir un démodulateur COFDM qui permette de supprimer toute perturbation liée à un réajustement de la fenêtre d'analyse.

Pour atteindre cet objet, la présente invention prévoit
5 un démodulateur COFDM comprenant un circuit de transformée de Fourier rapide analysant un signal reçu dans une fenêtre correspondant à un symbole, chaque symbole véhiculant plusieurs porteuses modulées en phase et en amplitude, dont certaines, décalées en fréquence de manière prédéterminée d'un symbole au
10 suivant, constituent des pilotes ; un filtre bidimensionnel pour interpoler, à partir d'ancres correspondant aux pilotes tels que reçus de plusieurs symboles consécutifs, la distorsion subie par chaque porteuse ; et des moyens pour corriger le décalage de la fenêtre par rapport à une position optimale. Le démodulateur
15 comprend des moyens pour corriger chaque distorsion en fonction de corrections de décalage de fenêtre survenues respectivement pour le symbole associé à la distorsion et pour les symboles associés aux ancres servant à interpoler la distorsion.

Selon un mode de réalisation de la présente invention,
20 les moyens pour corriger le décalage de la fenêtre comprennent une boucle à verrouillage de phase synchronisée sur un signal de corrélation obtenu par un produit de corrélation entre le signal reçu et ce même signal retardé d'un symbole, chaque symbole étant précédé d'un intervalle de garde correspondant à une copie de la
25 fin du symbole.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, chaque distorsion est, dans le domaine fréquentiel après transformée de Fourier, une somme pondérée de deux ancres de même position dans un symbole précédent et dans un symbole suivant,
30 auxquelles ancres on a ajouté des phases respectives correspondant aux décalages qu'a subis la fenêtre d'analyse pour lesdits symboles précédent et suivant, et auxquelles ancres on a retranché une phase correspondant au décalage qu'a subi la fenêtre d'analyse pour le symbole associé à la distorsion.

Ces objets, caractéristiques et avantages, ainsi que d'autres de la présente invention seront exposés en détail dans la description suivante de modes de réalisation particuliers faite à titre non-limitatif en relation avec les figures jointes
5 parmi lesquelles :

la figure 1, précédemment décrite, représente des porteuses modulées en phase et en amplitude dans un système de transmission COFDM ;

10 la figure 2, précédemment décrite, représente des signaux reçus par un démodulateur COFDM et des fenêtres d'analyse FFT des signaux ;

la figure 3, précédemment décrite, illustre une méthode de détection de début de symbole dans un démodulateur COFDM classique ;

15 la figure 4 précédemment décrite, représente schématiquement une architecture de démodulateur COFDM classique ;

la figure 5, précédemment décrite, illustre une méthode d'interpolation de distorsion bidimensionnelle ;

20 la figure 6, précédemment décrite, représente schématiquement un circuit permettant de mettre en oeuvre l'interpolation de la figure 5 ;

la figure 7, précédemment décrite, illustre un problème lié à un réajustement de fenêtre d'analyse FFT dans un démodulateur classique ;

25 la figure 8 représente schématiquement une architecture de démodulateur COFDM selon la présente invention ; et

la figure 9 représente plus en détail un élément du démodulateur de la figure 8.

Afin d'éviter des erreurs d'interpolation provoquées
30 par une méthode d'interpolation bidimensionnelle lorsque l'on modifie la position d'une fenêtre d'analyse FFT par rapport au signal reçu, la présente invention prévoit de faire intervenir dans les calculs d'interpolation le déphasage provoqué, pour chaque fréquence, par la modification de position de la fenêtre
35 d'analyse.

Dans l'exemple classique des figures 5 et 6, on rappelle qu'une distorsion interpolée $d_{n,k}$ s'exprimait par :

$$d_{n,k} = \left(1 - \frac{s}{4}\right) A_{n-s,k} + \frac{s}{4} A_{n+4-s,k} \quad (1)$$

où les termes A sont les ancrés reçus et

5 où $s = (n \text{ modulo } 4 - k/3 \text{ modulo } 4) \text{ modulo } 4$.

Selon la présente invention, on calcule la distorsion $d_{n,k}$ selon la relation :

$$d_{n,k} = \left(1 - \frac{s}{4}\right) A_{n-s,k} e^{j2\pi f_k (w_{n-s} - w_n)} + \frac{s}{4} A_{n+4-s,k} e^{j2\pi f_k (w_{n+4-s} - w_n)}$$

où f_k est la fréquence correspondant à la position k et

10 où chaque terme w correspond à la position absolue exprimée en unités de temps de la fenêtre d'analyse qui a été utilisée pour le symbole indiqué par l'indice du terme w.

L'application de cette relation revient à appliquer la relation classique (1) en ayant préalablement ajouté aux deux
15 ancrés reçus A des phases respectives correspondant aux décalages subis par la fenêtre d'analyse pour les symboles associés aux deux ancrés et retranché à la valeur ainsi obtenue la phase correspondant au décalage subi par la fenêtre d'analyse pour le symbole associé à la distorsion interpolée.

20 Si l'on applique cette relation à titre d'exemple à l'interpolation pour le symbole 6 de la figure 7, on a $w_{n-s} = w_4 = 0$, $w_n = w_6 = 0$ et $w_{n-s+4} = w_8 = \tau$. En d'autres termes, l'ancre du symbole 4 n'est pas modifiée tandis que l'ancre du symbole 8 est augmentée de τ , ce qui ramène cette ancre en alignement avec
25 les ancrés reçus et interpolés des symboles 0 à 4 et permet de correctement interpoler l'ancre pour le symbole 6, indiquée par un carré.

Comme le vient de montrer cet exemple, l'invention peut être utilisée dans un démodulateur du type de la figure 4 où la
30 position de la fenêtre d'analyse est classiquement fixée au départ et réajustée de temps en temps, comme cela a été décrit en relation avec la figure 3.

Toutefois, cette méthode classique de réglage de la fenêtre d'analyse est complexe et a jusqu'à maintenant requis

l'utilisation d'un DSP ("Digital Signal Processor" ou processeur numérique de signal). Cette méthode a été utilisée car il était important d'obtenir une position de fenêtre précise dès le départ, afin d'éliminer toute nécessité de réglage ultérieur, ou du moins repousser aussi loin que possible le réglage ultérieur.

Par contre, selon la présente invention, comme chaque ancre est corrigée en fonction de la position courante de la fenêtre d'analyse, la fenêtre d'analyse peut en permanence être en déplacement. Ainsi, on peut envisager de régler la position de la fenêtre d'analyse à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase (ou PLL) que l'on synchronise sur le signal de corrélation C décrit en relation avec la figure 3.

La figure 8 représente une architecture de démodulateur COFDM utilisant cette méthode. Cette architecture est similaire à celle de la figure 4, et des mêmes éléments sont désignés par des mêmes références. Le circuit d'interpolation de distorsion 18 de la figure 4 est ici remplacé par un circuit d'interpolation de distorsion 18' selon l'invention. Le circuit de réglage de position de fenêtre 12 est commandé en permanence par une PLL 40 qui se synchronise sur le signal de corrélation C décrit en relation avec la figure 3. De préférence, la PLL est numérique ; elle comporte alors un accumulateur qui indique la position absolue de la fenêtre d'analyse par rapport au symbole correspondant, laquelle position peut être exploitée directement en tant que valeur w . Les valeurs w consécutives sont converties en 42 pour pouvoir être utilisées par le circuit d'interpolation de distorsion 18'.

La figure 9 représente plus en détail les circuits d'interpolation 18' et de conversion 42. Le circuit 18' est similaire à celui de la figure 6, et des mêmes références désignent des mêmes éléments. Le circuit 18' diffère du circuit 18 par le fait que l'on a inséré un multiplieur 44 de nombres complexes à la sortie de chacun des multiplexeurs 28 et 30.

Le circuit 42 comprend six registres à décalage en cascade 46 dont le premier reçoit, pour chaque symbole, une valeur

de décalage de fenêtre d'analyse w . Ainsi, les registres 46 stockent les valeurs w pour six symboles consécutifs et ceci en concordance avec les ancres A stockées dans les registres à décalage 26. Un multiplexeur 48 reçoit respectivement sur quatre entrées les entrées des premier à quatrième registres 46. Un multiplexeur 50 reçoit sur trois premières entrées les sorties respectives des trois derniers registres 46, et sur une quatrième entrée la valeur zéro. Les multiplexeurs 48 et 50 sont commandés par le même signal de sélection SEL que les multiplexeurs 28 et 30.

Chacun des multiplexeurs 48 et 50 est suivi d'un soustracteur 52 qui retranche à la sortie du multiplexeur respectif la sortie du troisième registre 46. Les sorties des soustracteurs 52 sont fournies sous forme de nombres complexes aux multiplieurs respectifs 44 après avoir été multipliées par $2\pi f_k$ en 54 et avoir subi une conversion polaire-cartésien en 56.

Lorsque la dernière entrée des multiplexeurs est sélectionnée, la valeur fournie par le circuit d'interpolation 18' est une ancre reçue qui ne doit pas être corrigée. Dans ce cas le soustracteur 52 associé au multiplexeur 48 fournit une valeur nulle correspondant à la valeur complexe 1 qui ne modifie pas l'ancre reçue fournie par le multiplexeur 28. Cette ancre reçue n'est pas non plus modifiée par l'additionneur 32 qui reçoit une valeur nulle du multiplieur 44 associé au multiplexeur 30.

Un démodulateur COFDM classique comprend généralement un multiplieur par un nombre complexe du type $e^{j2\pi f_k T}$ à la sortie du circuit FFT, où T est la moitié de la durée des intervalles de garde G . En effet, on considère que les fenêtres d'analyse commencent normalement aux centres des intervalles de garde plutôt qu'aux débuts des symboles, et cette multiplication compense le décalage résultant. Ce multiplieur pourra avantageusement être utilisé en temps partagé pour effectuer les multiplications requises par l'invention.

REVENDICATIONS

1. Démodulateur COFDM comprenant :

• un circuit de transformée de Fourier rapide (14) analysant un signal reçu dans une fenêtre correspondant à un symbole, chaque symbole véhiculant plusieurs porteuses modulées en phase et en amplitude, dont certaines (P), décalées en fréquence de manière prédéterminée d'un symbole au suivant, constituent des pilotes ;

• un filtre bidimensionnel (18) pour interpoler, à partir d'ancres (A) correspondant aux pilotes tels que reçus de plusieurs symboles consécutifs (S), la distorsion subie par chaque porteuse ; et

• des moyens (12) pour corriger le décalage de la fenêtre par rapport à une position optimale ;

caractérisé en ce qu'il comprend des moyens (42) pour corriger chaque distorsion en fonction de corrections de décalage de fenêtre survenues respectivement pour le symbole associé à la distorsion et pour les symboles associés aux ancres servant à interpoler la distorsion.

2. Démodulateur selon la revendication 1, caractérisé en ce que les moyens pour corriger le décalage de la fenêtre comprennent une boucle à verrouillage de phase (40) synchronisée sur un signal de corrélation (C) obtenu par un produit de corrélation entre le signal reçu et ce même signal retardé d'un symbole, chaque symbole étant précédé d'un intervalle de garde (G) correspondant à une copie de la fin du symbole.

3. Démodulateur selon la revendication 1, caractérisé en ce que chaque distorsion est, dans le domaine fréquentiel après transformée de Fourier, une somme pondérée de deux ancres de même position dans un symbole précédent et dans un symbole suivant, auxquelles ancres on a ajouté des phases respectives correspondant aux décalages qu'a subis la fenêtre d'analyse pour lesdits symboles précédent et suivant, et auxquelles ancres on a retranché une phase correspondant au décalage qu'a subi la fenêtre d'analyse pour le symbole associé à la distorsion.

BLANK PAGE

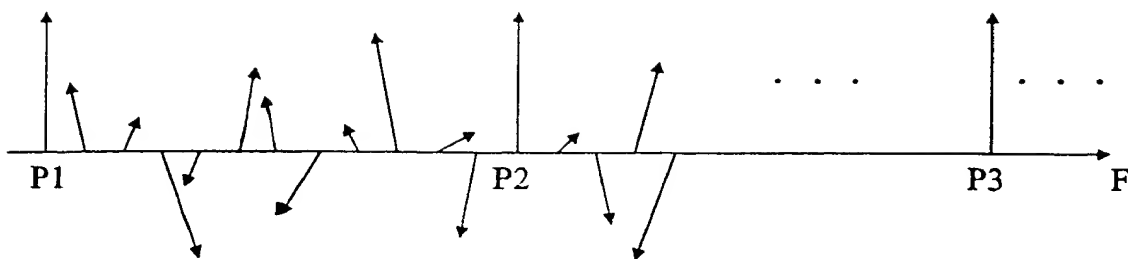


Fig 1

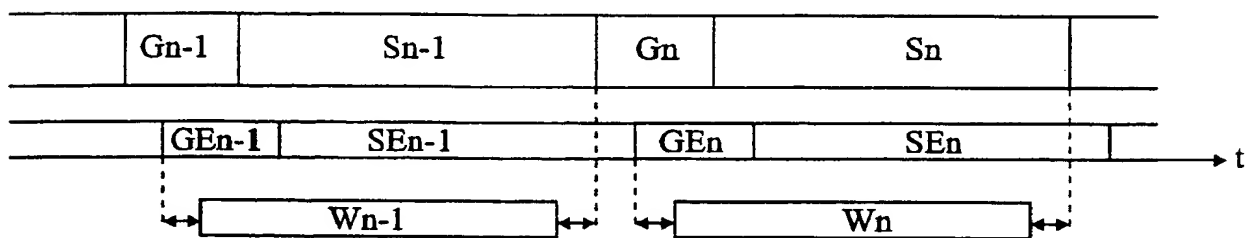


Fig 2

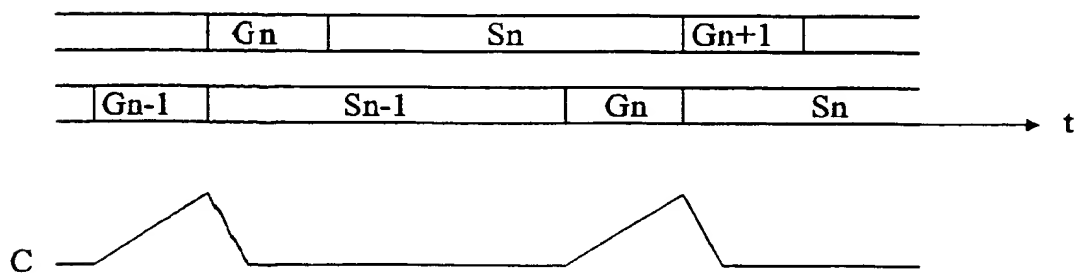


Fig 3

BLANK PAGE

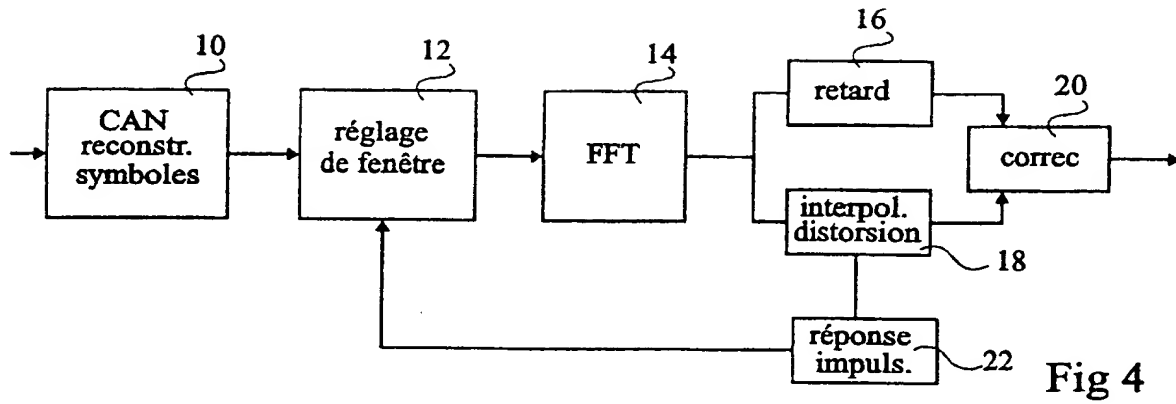


Fig 4

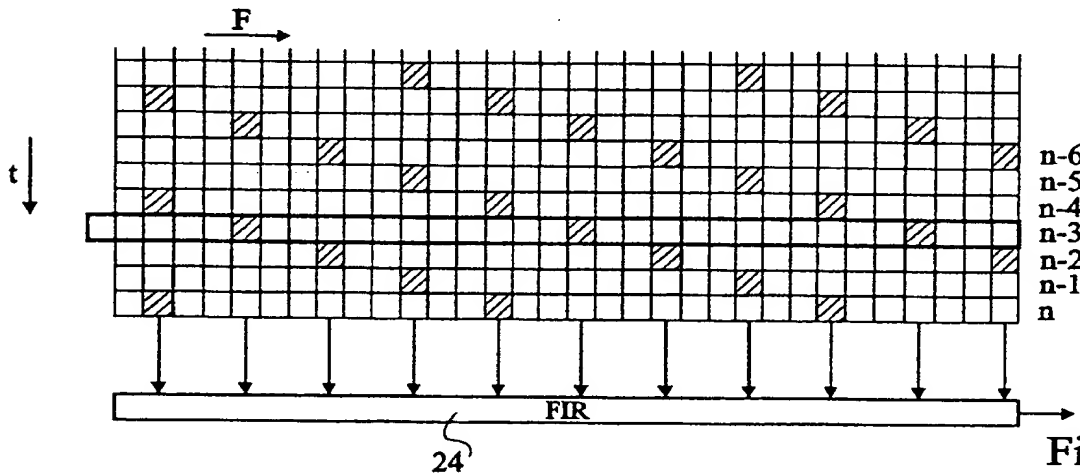


Fig 5

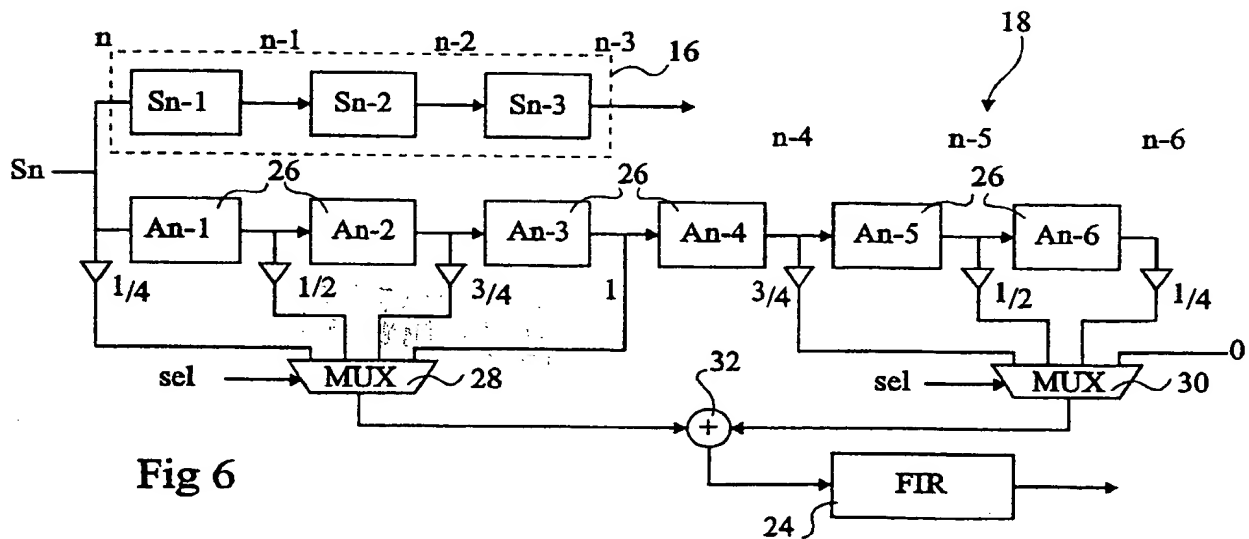


Fig 6

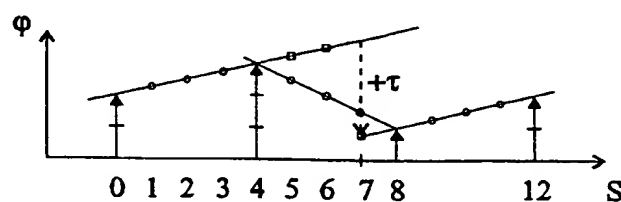


Fig 7

BLANK PAGE

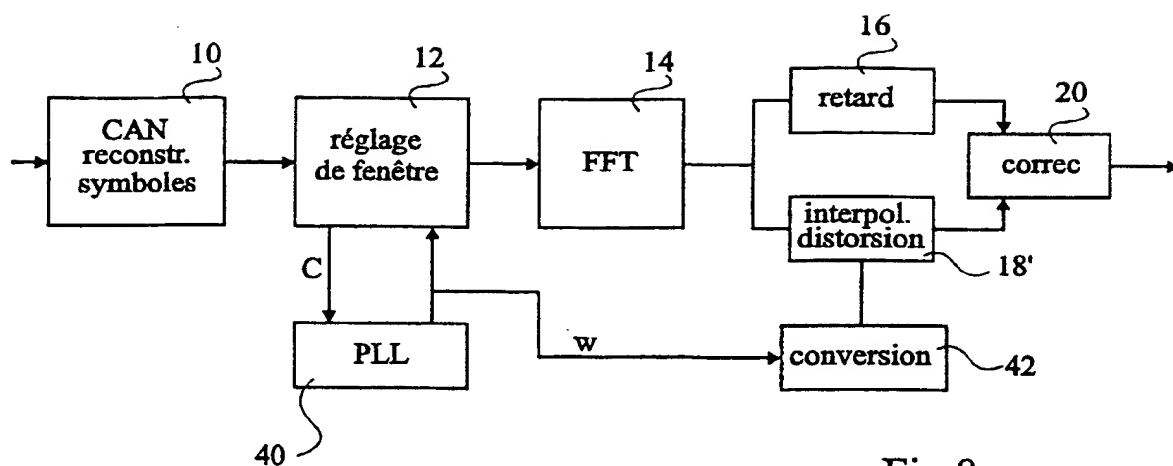


Fig 8

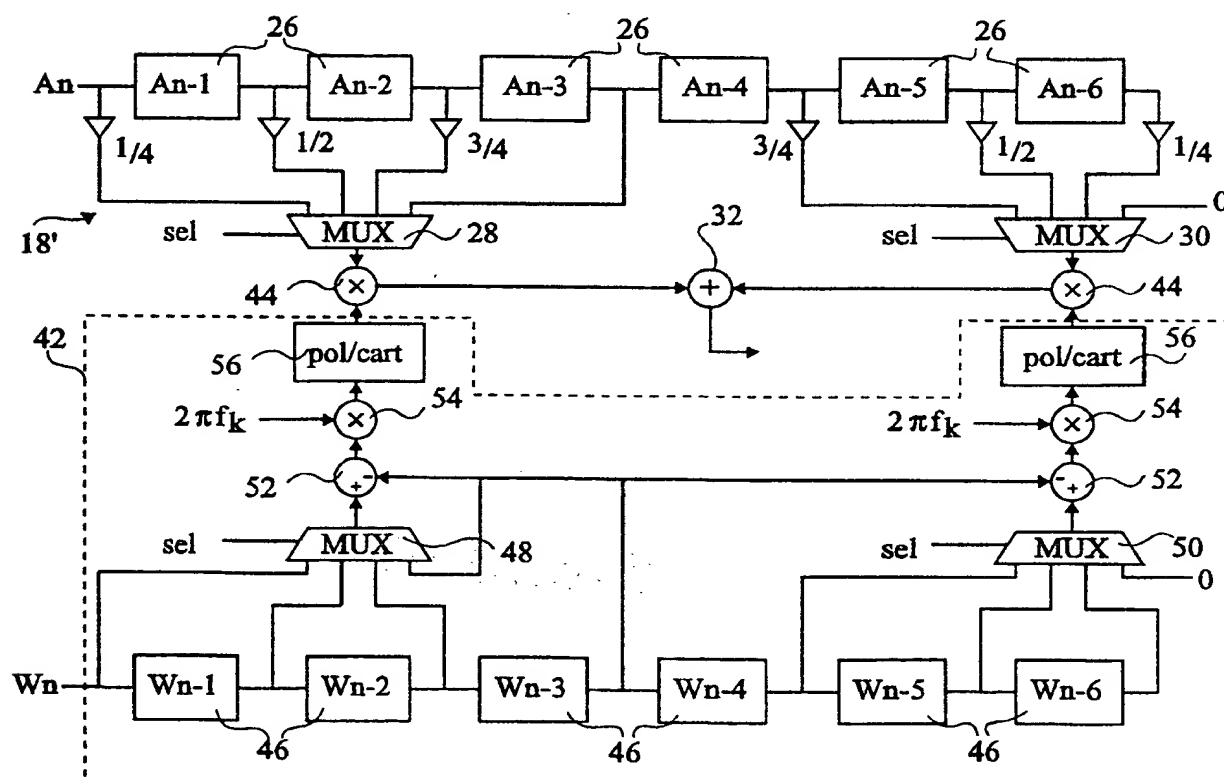


Fig 9

BLANK PAGE

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter. Application No

PCT/FR 00/00477

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04L25/03 H04L27/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 95 19671 A (TELIA) 20 July 1995 (1995-07-20) abstract	1
A	WO 97 41672 A (PHILIPS) 6 November 1997 (1997-11-06) page 1, line 3 - line 9 page 6, line 13 - line 14	1

☐ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

31 May 2000

Date of mailing of the international search report

07/06/2000

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Scriven, P

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

Inter. Application No

PCT/FR 00/00477

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 9519671 A	20-07-1995	SE 501608 C EP 0740868 A SE 9400116 A US 5726973 A	27-03-1995 06-11-1996 27-03-1995 10-03-1998
WO 9741672 A	06-11-1997	NONE	

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demr Internationale No

PCT/FR 00/00477

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
CIB 7 H04L25/03 H04L27/26

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)

CIB 7 H04L

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie *	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	WO 95 19671 A (TELIA) 20 juillet 1995 (1995-07-20) abrégé	1
A	WO 97 41672 A (PHILIPS) 6 novembre 1997 (1997-11-06) page 1, ligne 3 - ligne 9 page 6, ligne 13 - ligne 14	1

☐ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

- "A" document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
- "E" document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
- "L" document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
- "O" document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
- "P" document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

- "T" document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention
- "X" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément
- "Y" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier
- "&" document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

31 mai 2000

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

07/06/2000

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Scriven, P

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Dem. Internationale No

PCT/FR 00/00477

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
WO 9519671 A	20-07-1995	SE 501608 C	27-03-1995
		EP 0740868 A	06-11-1996
		SE 9400116 A	27-03-1995
		US 5726973 A	10-03-1998
WO 9741672 A	06-11-1997	AUCUN	

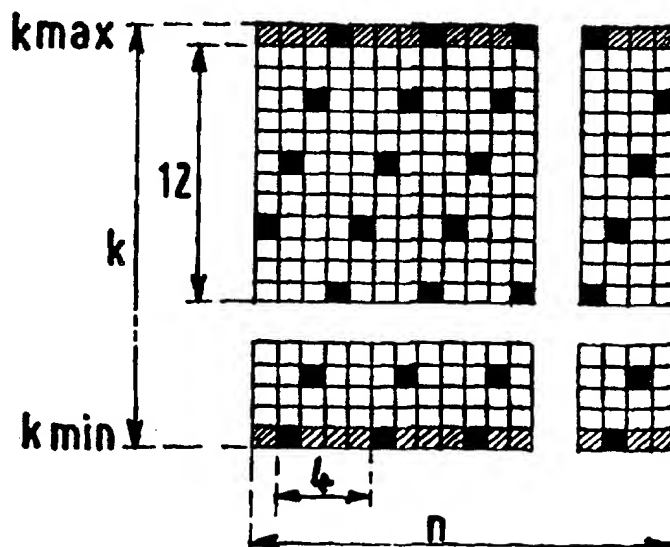


INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(51) International Patent Classification ⁶: H04L 27/26, 7/04	A1	(11) International Publication Number: WO 97/41672 (43) International Publication Date: 6 November 1997 (06.11.97)
(21) International Application Number: PCT/IB97/00422 (22) International Filing Date: 21 April 1997 (21.04.97) (30) Priority Data: 96/05364 29 April 1996 (29.04.96) FR (71) Applicant (for all designated States except US): PHILIPS ELECTRONICS N.V. [NL/NL]; Groenewoudseweg 1, NL-5621 BA Eindhoven (NL). (72) Inventors; and (75) Inventors/Applicants (for US only): CHAUVE, Nicolas [FR/FR]; Prof. Holstlaan 6, NL-5656 AA Eindhoven (NL). NORMAND, Jean-François [FR/FR]; Prof. Holstlaan 6, NL-5656 AA Eindhoven (NL). (74) Agent: CHARPAIL, François; Internationaal Octrooibureau B.V., P.O. Box 220, NL-5600 AE Eindhoven (NL).		(81) Designated States: JP, US, European patent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE). Published <i>With international search report.</i> <i>Before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of the receipt of amendments.</i>

(54) Title: SYMBOL SYNCHRONISATION IN A MULTICARRIER RECEIVER**(57) Abstract**

A receiver for multicarrier signals has means for synchronising to the sampling clock. The average phase variation of pilot signals is calculated for those subcarriers at the upper end of the spectrum; similarly, the average phase variation of the pilots at the lower end is calculated. The difference between these two averages, weighted by the frequency separation of the pilots, constitutes an error signal, which controls the frequency of the sampling clock.



FOR THE PURPOSES OF INFORMATION ONLY

Codes used to identify States party to the PCT on the front pages of pamphlets publishing international applications under the PCT.

AL	Albania	ES	Spain	LS	Lesotho	SI	Slovenia
AM	Armenia	FI	Finland	LT	Lithuania	SK	Slovakia
AT	Austria	FR	France	LU	Luxembourg	SN	Senegal
AU	Australia	GA	Gabon	LV	Latvia	SZ	Swaziland
AZ	Azerbaijan	GB	United Kingdom	MC	Monaco	TD	Chad
BA	Bosnia and Herzegovina	GE	Georgia	MD	Republic of Moldova	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagascar	TJ	Tajikistan
BE	Belgium	GN	Guinea	MK	The former Yugoslav Republic of Macedonia	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Greece			TR	Turkey
BG	Bulgaria	HU	Hungary	ML	Mali	TT	Trinidad and Tobago
BJ	Benin	IE	Ireland	MN	Mongolia	UA	Ukraine
BR	Brazil	IL	Israel	MR	Mauritania	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Iceland	MW	Malawi	US	United States of America
CA	Canada	IT	Italy	MX	Mexico	UZ	Uzbekistan
CF	Central African Republic	JP	Japan	NE	Niger	VN	Viet Nam
CG	Congo	KE	Kenya	NL	Netherlands	YU	Yugoslavia
CH	Switzerland	KG	Kyrgyzstan	NO	Norway	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Democratic People's Republic of Korea	NZ	New Zealand		
CM	Cameroon		Republic of Korea	PL	Poland		
CN	China	KR	Republic of Korea	PT	Portugal		
CU	Cuba	KZ	Kazakstan	RO	Romania		
CZ	Czech Republic	LC	Saint Lucia	RU	Russian Federation		
DE	Germany	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DK	Denmark	LK	Sri Lanka	SE	Sweden		
EE	Estonia	LR	Liberia	SG	Singapore		

SYMBOL SYNCHRONISATION IN A MULTICARRIER RECEIVER

Description

FIELD OF THE INVENTION

The invention relates to a digital transmission system comprising a transmitter of multicarrier signals transmitted in frames, a part of the multicarriers
5 transmitting pilot signals which are distributed in the frame in a pre-established order, and a receiver comprising:

- sampling means for sampling the received baseband-converted multicarrier signals with a sample clock,
- and synchronization means for synchronizing the sample clock.

10 The invention also relates to a receiver utilized in such a system and a method of attaining the synchronization.

The system may be utilized, for example, for transmitting digital television signals by a radio channel, more particularly, a disturbed channel called Rayleigh channel.

15 BACKGROUND OF THE INVENTION

For digital transmission systems, for ground-based broadcasting at high bit rates, the transmission channel can play an important role by producing intersymbol interference mainly due to multiple paths. This comes from echo phenomena the transmission channel is to process by complex equalizers in monocarrier transmission systems. An
20 interesting solution to solve these echo problems consists of the use of a multicarrier transmission which implements multiplexed distribution of orthogonal frequency division carriers known as OFDM modulation (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing). The OFDM technique thus consists of multiplexing the binary data on various orthogonal frequency carriers.

25 An OFDM signal is organized in frames, one frame comprising a sequence of OFDM symbols, one OFDM symbol being capable of transmitting data on each carrier or being capable of transmitting service signals, such as signals used for the automatic gain control, signals used for the synchronization (of frame, timing, radio frequency carrier), or used as reference signals for the differential modulation, or used for other functions. For

obtaining an estimate of the characteristics of the transmission channel, known data are inserted into each frame on specific carriers at given instants. These known data are notably pilot signals. The pilot signals appearing for a moment at given instants form the set of the distributed pilot signals. Certain carriers also transmit pilot signals which are continuously transmitted over the whole length of the frame. They form the set of pilot signals called "continuous".

A correct decoding of the transmitted data at the transmitting end calls for a correct synchronization of the receiver. In an OFDM system, various synchronizations are to be effected:

- 10 - a synchronization of the radio frequency carrier which converts the received radio frequency signal into a baseband OFDM signal;
- a synchronization for adjusting the window during which a Fourier transform operation is performed to demultiplex the OFDM carriers;
- a synchronization of the sampling frequency used for digitizing the
- 15 baseband OFDM signal so as to avoid an offset of the window which permits of performing the Fourier transform.

The invention relates to the latter synchronization. This synchronization is mentioned in the document PCT WO 92/05646. This document indicates the possibility of considering the carrier phases received during a frame, any sampling frequency error having repercussions on the phases of the received carriers. None the less, whereas the

20 synchronization of the sampling frequency is not considered necessary for the system described in that document, the result is that the manner for actually implementing such a technique is not revealed therein.

SUMMARY OF THE INVENTION

25 It is thus an object of the invention to describe means which permit of effecting a synchronization of the sampling frequency to effect the digitization of the OFDM signal in optimum fashion.

This object is achieved with a system and a receiver in which the synchronization means comprise a frequency detector which corrects frequency deviations of

30 the sample clock by calculating a first average phase variation for the pilot signals appearing on the high-frequency carriers, and a second average phase variation for the pilot signals appearing on the low-frequency carriers, said frequency deviations being corrected in proportion to the difference of average phase variations which separates the first average phase variation from the second average phase variation in relation to a frequency gap

separating the high frequencies from the low frequencies.

The invention also relates to a sample clock synchronization method which comprises the following steps:

- calculation of a first average phase variation for the pilot signals
5 appearing on high-frequency carriers,
- calculation of a second average phase variation for the pilot signals
appearing on low-frequency carriers,
- calculation of an error signal for synchronizing the sample clock, the
error signal being formed by a difference of average phase variations which separates the
10 first average phase variation from the second average phase variation in relation to a
frequency gap separating the high frequencies from the low frequencies.

The invention thus provides a rapid synchronization of the sampling
frequency. The residual deviation of the sampling frequency resulting therefrom is reduced to
a very small minimum depending on the characteristics of the loop used for the frequency
15 alignment. The system is very well adapted to operating with Rayleigh channels.

These and other aspects of the invention will be apparent from and
elucidated with reference to the embodiments described hereinafter.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

20

In the drawings:

Fig. 1 shows a general diagram of a digital transmission system;

Fig. 2 shows a diagram of a receiver comprising a sampling frequency
detector according to the invention;

25 Fig. 3 gives a representation of an example of a composition of certain
OFDM symbols in a frame;

Fig. 4 shows a curve representing the average phase variations of the
pilot signals plotted against the value of the carrier frequency; and

30 Fig. 5 shows a curve representing the standardized residual deviation of
the sampling frequency plotted against the number of symbols used for attaining the
synchronization.

DESCRIPTION OF EMBODIMENTS

For a better understanding of the invention, let us first consider how the
signals are formed at the transmitting end.

The OFDM technique consists of frequency multiplexing various orthogonal carriers modulated by transmit signals. These signals are generally the result of coded digital modulations such as, for example, QAM, QPSK and other modulations. An OFDM symbol $s(t)$ may be written as:

$$5 \quad 1) \quad s(t) = R_e \{ e^{2i\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot \phi_k(t) \}$$

for $j.T' < t < (j+1)T'$

with $\phi_k(t) = e^{2i\pi k t / T'}$ for $jT' \leq k \leq (j+1)T'$

where:

10 T' : total duration of an OFDM symbol, $T' = T + T_G = (1 + \Delta)T$;

R_e : real part of a complex number;

k : index of the orthogonal carriers;

T : useful duration of an OFDM symbol;

T_G : duration of the guard interval;

15 Δ : proportion of the guard interval in relation to the useful duration of a symbol $\Delta = \frac{T_G}{T}$.

N : number of useful samples of an OFDM symbol and also maximum number of carriers.

N_G : number of samples of the guard interval.

20 j : index of the OFDM symbol in the frame;

f_0 : frequency of the first carrier.

To avoid the problem of spectrum overlap and to facilitate the filtering at the receiving end, the sum corresponding to equation (1) is made of N_u carriers, where N_u is the number of useful carriers ($N_u < N$).

25 An OFDM symbol formed by N_u complex symbols x_k resulting from a QAM, QPSK or other modulation appears between the instants $j.T'$ and $(j+1)T'$. Each symbol x_k modulates an orthogonal carrier with $0 \leq k \leq N-1$.

The main role for the guard interval is to absorb the echoes of the previous symbol coming from the multipath channel and for which the delays are less than

T_G . During the guard interval, a signal is transmitted copied from a part of the useful signal.

For the following of the description, the term "symbol" will be used to designate the actual OFDM symbols. The symbols x_k (coming from a QAM, QPSK or other modulation) which modulate a given carrier at a given instant will be designated by the term "cell", an OFDM frame thus being formed by OFDM cells frequency-divided over all the carriers and over the entire length of the frame.

Fig. 1 diagrammatically shows the means used at the transmitting end for effecting the OFDM modulation, that is to say, for forming the signal $s(t)$ of the equation (1), and the means used at the receiving end. A data source DATA 11 delivers the data x_k of the QAM type or other types, to an OFDM modulator 13. For distributing the data over various carriers, the modulator preferably comprises a calculating device 51 for calculating an inverse fast Fourier transform FFT^{-1} . The device 51 is preceded by a multiplexer MUX 52 which also has an input 53 used to insert control signals intended for controlling the transmission (channel estimation, synchronization, service signals, etc.). The multiplexer 52 is followed by a deserializer 55. For obtaining the inverse Fourier transform, the device 51 has a number $N = 2^x$ inputs where x is an integer. A serializer P/S 54 delivers a digitized OFDM signal s_k formed by N_G time-division samples which correspond to the guard interval, and formed by N time-division samples for the useful duration of each OFDM symbol. The output of the modulator 13 is connected to a radio frequency modulator 15 which conveys the modulated signals $s(t)$ to the transmission channel.

At the receiving end, the received signal $r(t)$ is transformed into a baseband signal $r_b(t)$ in a radio frequency demodulator RF TUNER 115. The baseband signal is then processed by an OFDM demodulator 113. The synchronization means are not shown in Fig. 1. The signal $r_b(t)$ is first of all digitized in a digitizer 30. The digitized signal r_b is then transformed in parallel in a deserializer S/P 154, which eliminates the N_G time-division samples in the guard interval and which deserializes the N time-division samples of the useful duration of the OFDM symbol. The data then enter a device FFT 151 which performs a Fourier transformation. The data then enter a deserializer P/S 155 and then a demultiplexer DEMUX 152 which removes from each OFDM symbol the control signals 153 which do not contain the actual data. The symbols R_k coming from the demodulator 113 are then decoded in a decoder DEC 111 for recovering the QAM (or QPSK or other modulation) symbols x_k .

The symbols on the output of the modulator 13 are transmitted in frames. Thus, one frame gathers various time-division multiplex OFDM symbols. The cells of an OFDM symbol enclose for the greater part data, but certain cells contain particular signals,

for example, pilot signals, or particular signals used for synchronization (of frame, timing, carrier) purposes, or used as a reference symbol of the differential modulation.

In the course of a frame duration, a carrier will be capable of, for example, transmitting the following data structure:

5

1	2	3	4	5	6	$j-1$	j	125
PILOT	DATA	DATA	PILOT	DATA	DATA	PILOT DATA

For a frame containing, for example, 125 symbols, having a symbol duration $T' = 160 \mu s$, the duration of the frame is 20 ms. The symbol PILOT is a known symbol for the receiver. The symbol is used for estimating the characteristics of the transmission channel so as to decode the data correctly. During a frame, certain carriers transmit a given pilot (PILOT) several times. Nevertheless, the multicarriers are provided for transmitting for the major part data x_k (DATA).

The invention uses the regular repetition of the pilot signals for synchronizing the sample clock. Fig. 3 shows a frame part where an example of a composition of the OFDM symbols appears. In the vertical direction of the raster is indicated the sequence of carriers having index k , the carrier having the lowest frequency having index k_{min} and the carrier having the highest frequency having the index k_{max} . In horizontal direction is indicated the number of the OFDM symbol in the frame. An OFDM symbol is thus represented by a column of the raster. A carrier is represented by a row of the raster. A raster element is a cell that contains a data or a pilot signal or a service signal. The pilot signals are, for example, pilot frequencies. For simplicity, only the data and the pilot signals are shown in Fig. 3. The black cells represent the pilot signals transmitted with much power. The grey cells represent the pilot signals transmitted with reduced power. The carrier having the lowest frequency and the carrier having the highest frequency continuously transmit only pilot signals. For the other carriers, the pilot signals are distributed regularly, for example, with one step in 4 in horizontal direction (time) and one step in 12 in vertical direction (frequency).

The frequency detector according to the invention utilizes the phase variations of the pilot signals which are different depending on whether the carrier frequency is high or low. These phase variations are due to the drift of the FFT window in the course of time, notably when the sampling frequency is not synchronized correctly. Let $f_s = N/T$ be the theoretical sampling frequency. By spreading the data to be transmitted over N carriers,

the carrier frequencies are determined by $f_k = \frac{f_s}{N} \cdot k$, where k is a number comprised between 1

and N . Let τ_d be the time-division drift of the FFT window between two symbols, then the drift is due to a sampling frequency error equal to δf_s . The drift τ_d is thus so that:

$$(1) \quad \tau_d = (N + N_G) \frac{\delta f_s}{f_s(f_s + \delta f_s)} \approx (1 + \frac{N_G}{N}) N \frac{\delta f_s}{f_s^2}.$$

Let $H_n(f)$ be the transfer function of the channel at the time nT . The transfer function $H_n(f)$ results from the following recurrent relation:

$$(2) \quad H_n(f) = H_{n-1}(f) e^{-2j\pi f \tau_d}$$

where the term $e^{-2j\pi f \tau_d}$ represents the time-division offset due to the drift τ_d . The frequency response of the channel having frequency f_k is thus:

$$(3) \quad H_{n,k} = H_n(k \frac{f_s}{N}) = H_{n-1,k} e^{-2j\pi k(1 + \frac{N_G}{N}) \frac{\delta f_s}{f_s}},$$

(k is the index of the carriers and n is the number of a cell in the frame).

The phase variation $\delta_p \phi_{n,k}$ between the symbols n and $n-p$ is written as (p integer):

$$(4) \quad \delta_p \phi_{n,k} = \arg(H_{n,k}) - \arg(H_{n-p,k}) = \arg(H_{n,k} H_{n-p,k}^*)$$

that is:

$$(5) \quad \delta_p \phi_{n,k} = -2\pi kp(1 + \frac{N_G}{N}) \frac{\delta f_s}{f_s}.$$

Let C_p be the set of (n,k) cells belonging to the set of pilot frequency cells called continuous cells and let S_p be the set of the (n,k) cells belonging to the set of pilot frequency cells called dispersed cells.

For the cells belonging to the set C_p , between two adjacent cells, one has approximately:

$$(6) \quad \delta_1 \phi_{n,k} = \arg(R_{n,k} R_{n-1,k}^*),$$

where $R_{n,k}$ is the received data (symbol n on the carrier k):

$$(7) \quad R_{n,k} = x_{n,k} H_{n,k} + \xi$$

where ξ is a variable noise level.

5 For the cells belonging to the set S_p , between two cells which are $p=4$ cells apart, one has approximately:

$$(8) \quad \delta_4 \phi_{n,k} = \arg(R_{n,k} R_{n-4,k}^*).$$

An estimate of the sampling frequency error may be obtained by measuring the difference between, on the one hand, a first weighted average, measured
10 according to the phase variations relating to the pilot frequencies appearing on the carriers which have high carrier frequencies and, on the other hand, a second weighted average, measured according to the phase variations relating to the pilot frequencies appearing on the carriers having the low carrier frequencies.

15 that: An approximation of the first weighted average phase variation is such

$$(9) \quad \delta \phi_+(n) = \frac{\sum_{(n,k) \in S_p^+} \operatorname{Im}(R_{n,k} R_{n-4,k}^*)}{\sum_{(n,k) \in S_p^+} \operatorname{Re}(R_{n,k} R_{n-4,k}^*)}.$$

An approximation of the second weighted average phase variation is such that:

$$(10) \quad \delta \phi_-(n) = \frac{\sum_{(n,k) \in S_p^-} \operatorname{Im}(R_{n,k} R_{n-4,k}^*)}{\sum_{(n,k) \in S_p^-} \operatorname{Re}(R_{n,k} R_{n-4,k}^*)}.$$

20 The estimate of the sampling frequency error is then:

$$(11) \quad \frac{\delta \hat{f}_s}{f_s} = \frac{\delta \phi_+(n) - \delta \phi_-(n)}{8\pi(k^+ - k^-)(1 + \frac{N_G}{N})}.$$

In these equations, the sub-set S_p^+ is a sub-set of S_p corresponding to the

high pilot frequencies which have an average index k^+ . Similarly, the sub-set S_p^- is a sub-set of S_p corresponding to the low pilot frequencies which have an average index k^- .

The difference $\delta\phi_+ - \delta\phi_-$ makes it possible to get rid of the common phase noise.

5 Fig. 4 shows the phase variations of the pilot frequencies plotted against the index k of the carriers. By measuring the average phase variations $\delta\phi_+$ et $\delta\phi_-$, according to the invention it is possible to form an error signal for synchronizing the sampling frequency.

Fig. 2 shows a diagram of the receiver according to the invention. The
10 baseband signal $r_B(t)$ is sampled in the digitizer 30. The sampled signal r_B enters a transforming device 31 which transforms the real data r_B into analytic complex data (I,Q). Thereafter, a deserializer S/P 154 eliminates the N_G complex time-division data which correspond to the guard interval and produces the N complex data of the useful interval in parallel. They enter the Fourier transforming device 151 which produces the received R_k
15 symbols in parallel. The data then enter a serializer P/S 155 and then a demultiplexer 152 which removes the signals which are no data to deliver the symbols R_k without control signals.

For synchronizing the sample clock H_s , the receiver comprises a loop 1. The demultiplexer 152 comprises a pilot frequency retriever 32 which determines the instant
20 at which the pilot frequencies appear in the frame. The pilot frequencies thus detected are applied (connection 153a) to a frequency detector 33 SAMPL DET which calculates the error signal $\frac{\delta f_s}{f_s}$. Therefore, it performs the calculations which correspond to the equations 6 and

8 to 11. Each new estimate of the error signal is formed with the OFDM symbol frequency. This permits of diminishing the lock-on time of the system and reducing the residual
25 sampling frequency jitter. The frequency detector may be, for example, a signal processing device or a microcomputer. After being filtered in a loop filter 34, the error signal triggers the clock generator VCXO 35 which applies the sample clock H_s to the converter 30.

The frequency detector 33 is a fine detector that is active when the offset δf of the carrier frequency occurring in the tuner 115 and also the sampling frequency errors
30 are small. In practice, one establishes limits defined by, for example:

$$\delta f.T' < 0,125 \quad \wedge \quad \delta f_s.2p\pi(k^+ - k^-) \frac{T'}{N} < 0.75.$$

In the absence of noise, these limits may be exceeded up to the theoretical limits defined by:

$$\delta f.T' < 0,25 \quad \wedge \quad \delta f_s.2p\pi(k^+ - k^-) \frac{T'}{N} < 1.$$

5 For correcting larger sampling frequency errors, two sub-sets S_p^+ and S_p^- closer to the center of the frame may be used, or two sub-sets C_p^+ and C_p^- to have smaller phase variations.

The detector for detecting sampling frequency errors accelerates the speed of the synchronization with a low complexity addition. The residual sampling
10 frequency deviation depends on the loop filter used for synchronizing the sampling frequency and the noise level.

CLAIMS:

1. A digital transmission system comprising a transmitter (11, 13, 15) of multicarrier signals transmitted in frames, a part of the multicarriers transmitting pilot signals which are distributed in the frame in a pre-established order, and a receiver (111, 113, 115) comprising:
 - 5 - sampling means (30, 35) for sampling the received baseband-converted multicarrier signals with a sample clock (H_s),
 - and synchronization means (32, 33, 34) for synchronizing the sample clock, characterized in that the synchronization means comprise a frequency detector (33) which corrects frequency deviations of the sample clock by calculating a first average phase
10 variation for the pilot signals appearing on the high-frequency carriers, and a second average phase variation for the pilot signals appearing on the low-frequency carriers, said frequency deviations being corrected in proportion to a difference of average phase variations which separates the first average phase variation from the second average phase variation in relation to a frequency gap separating the high frequencies from the low frequencies.
- 15 2. A receiver (111, 113, 115) for receiving multicarrier signals transmitted in frames, one part of the multicarriers transmitting pilot signals which are distributed in the frame in a pre-established order, the receiver comprising:
 - sampling means (30, 35) for sampling the received baseband-converted multicarrier signals with a sample clock (H_s),
 - 20 - and synchronization means (32, 33, 34) for synchronizing the sample clock, characterized in that the synchronization means comprise a frequency detector (33) which corrects frequency deviations of the sample clock by calculating a first average phase variation for the pilot signals appearing on the high-frequency carriers, and a second average phase variation for the pilot signals appearing on the low-frequency carriers, said frequency
25 deviations being corrected in proportion to a difference of average phase variations which separates the first average phase variation from the second average phase variation in relation to a frequency gap separating the high frequencies from the low frequencies.
3. A synchronization method of synchronizing a sample clock of a receiver of digital transmissions operating with multicarrier signals transmitted in frames, a part of

the multicarriers transmitting pilot signals distributed in the frame in a pre-established order, characterized in that the method comprises the following steps:

- calculation of a first average phase variation for the pilot signals appearing on high-frequency carriers,
- 5 - calculation of a second average phase variation for the pilot signals appearing on low-frequency carriers,
- calculation of an error signal for synchronizing the sample clock, the error signal being formed by a difference of average phase variations which separates the first average phase variation from the second average phase variation in relation to a
- 10 frequency gap separating the high frequencies from the low frequencies.

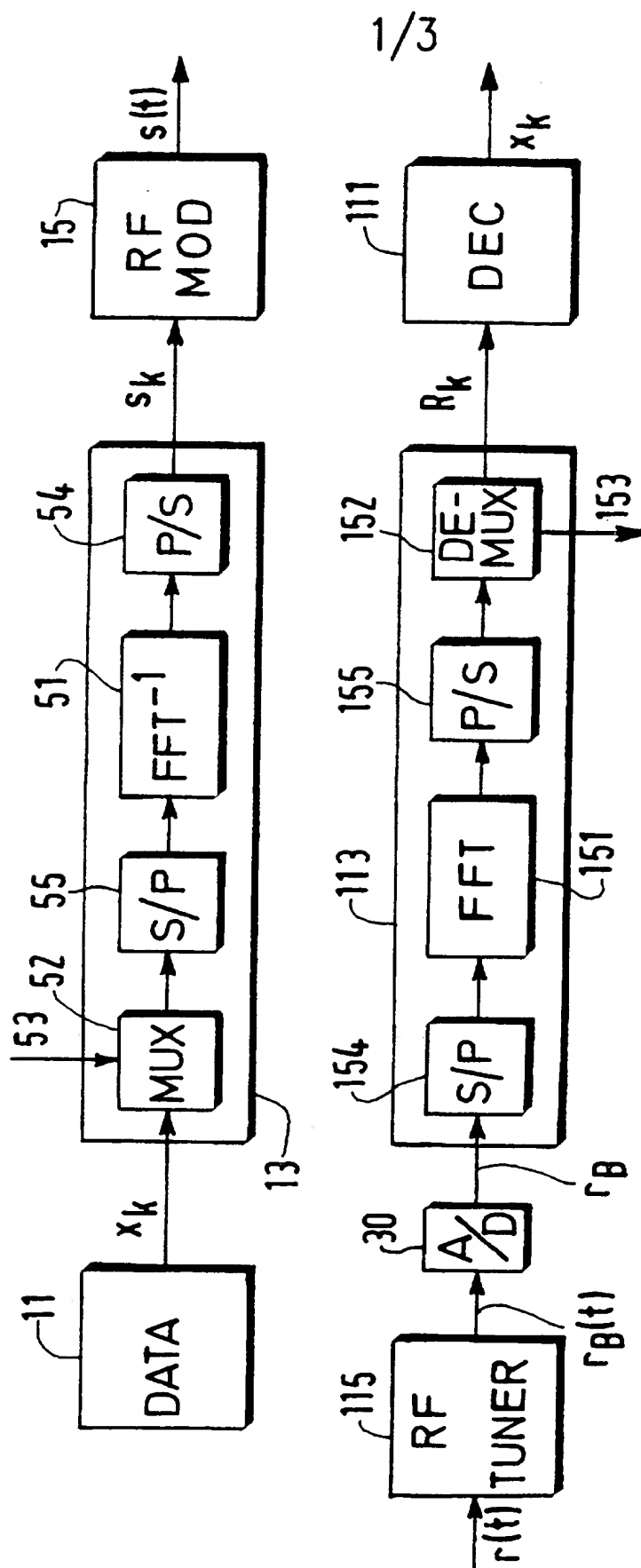


FIG. 1

2/3

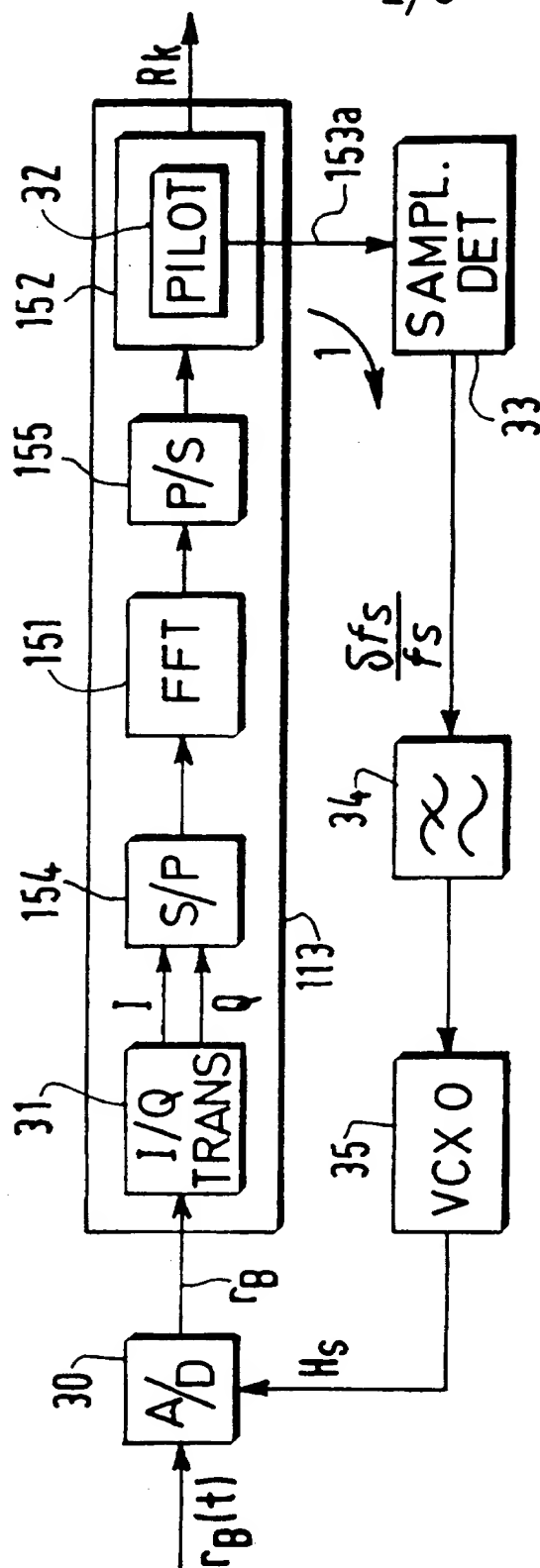


FIG. 2

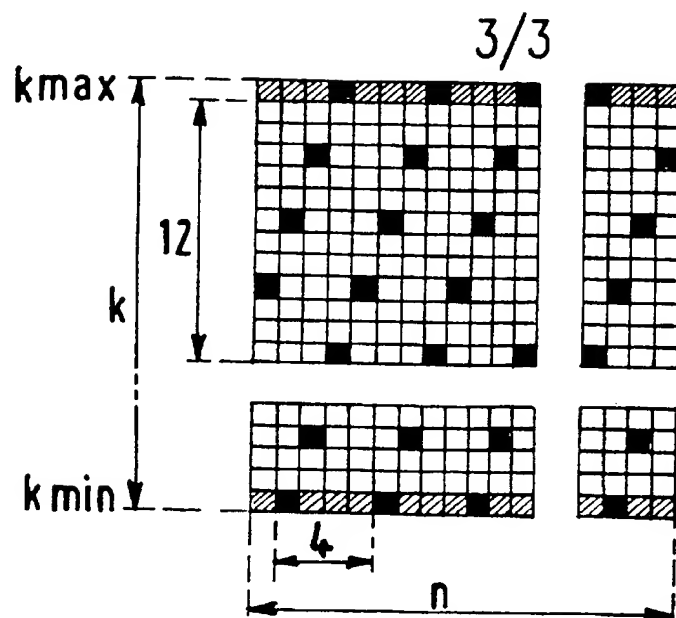


FIG. 3

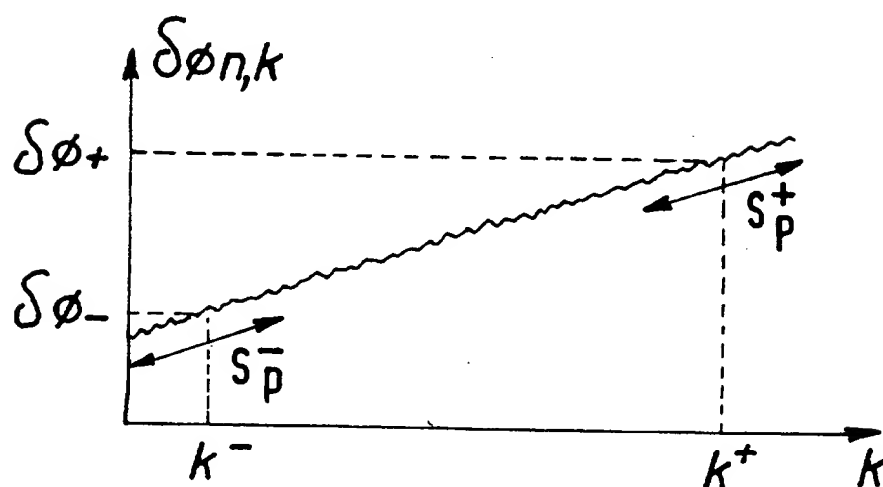


FIG. 4

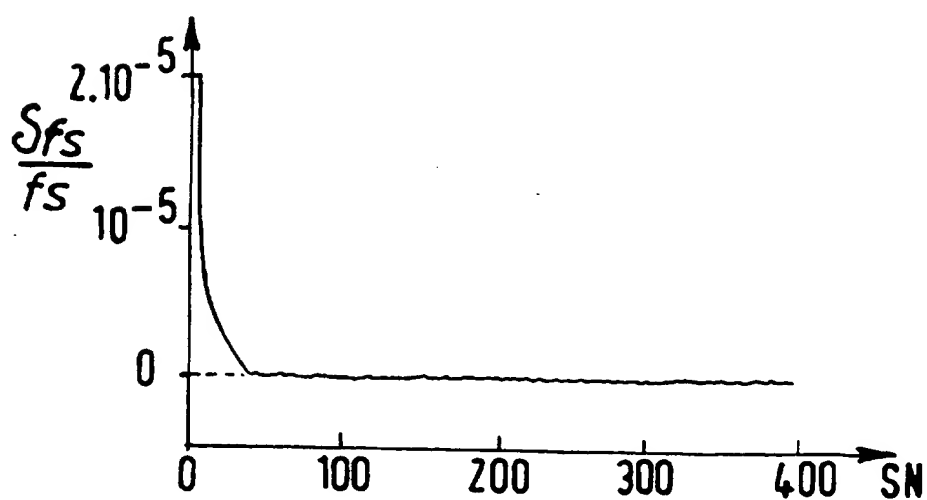


FIG. 5

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/IB 97/00422

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 6 H04L27/26 H04L7/04

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 6 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	<p>WO 95 19671 A (TELIA & ISAKSSON) 20 July 1995</p> <p>see abstract; figures 1,2,9</p> <p>see page 1, line 30 - page 2, line 5</p> <p>see page 3, line 19 - line 29</p> <p>see page 4, line 32 - line 38</p> <p>see page 5, line 7 - line 14</p> <p>see page 5, line 21 - line 25</p> <p>see page 5, line 31 - line 33</p> <p>see page 8, line 7 - line 12</p> <p>see page 8, line 22 - line 27</p> <p>see page 9, line 9 - line 11</p> <p style="text-align: center;">---</p> <p style="text-align: center;">-/--</p>	1-3

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents :

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

29 August 1997

Date of mailing of the international search report

16.09.97

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Scriven, P

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/IB 97/00422

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP 0 656 706 A (TOSHIBA) 7 June 1995 see abstract see column 2, line 31 - line 45 see column 3, line 22 - line 25 see column 3, line 33 - line 40 see column 3, line 49 - column 4, line 5 see column 6, line 50 - column 7, line 10 see column 7, line 51 - column 8, line 18 ---	1-3
X	EP 0 453 203 A (TELEBIT) 23 October 1991 see abstract see page 3, line 11 - line 14 see page 3, line 50 - line 53 see page 5, line 46 - line 49 see page 7, line 3 - line 15 see claim 7 ---	1-3
X	GB 2 145 906 A (NEC) 3 April 1985 see abstract see page 1, right-hand column, line 74 - line 78 see page 1, right-hand column, line 94 - line 107 see page 3, left-hand column, line 17 - line 39 ---	1-3
A	WO 92 05646 A (NATIONAL TRANSCOMMUNICATIONS) 2 April 1992 cited in the application see abstract see page 2, line 24 - line 29 see page 7, line 32 - line 35 see page 8, line 1 - line 20 see page 10, line 1 - line 6 see page 20, line 12 - line 15 see page 20, line 31 - page 21, line 6 see page 27, line 21 - line 32 see page 28, line 16 - line 23 -----	1-3

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

Internat Application No

PCT/IB 97/00422

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 9519671 A	20-07-95	SE 501608 C EP 0740868 A SE 9400116 A	27-03-95 06-11-96 27-03-95
EP 0656706 A	07-06-95	JP 7143096 A CA 2135730 A US 5608764 A	02-06-95 13-05-95 04-03-97
EP 0453203 A	23-10-91	US 5206886 A AU 632680 B AU 7439691 A CA 2040558 A JP 4227348 A US 5228062 A	27-04-93 07-01-93 17-10-91 17-10-91 17-08-92 13-07-93
GB 2145906 A	03-04-85	JP 1031821 B JP 1548096 C JP 60052147 A CA 1224541 A US 4575682 A	28-06-89 09-03-90 25-03-85 21-07-87 11-03-86
WO 9205646 A	02-04-92	AT 139660 T AU 651818 B AU 7584591 A AU 646298 B AU 8613691 A CA 2078445 A CA 2085728 A DE 69120401 D DE 69120401 T EP 0521995 A EP 0548205 A WO 9115925 A JP 5505290 T JP 6501357 T NO 180789 B US 5345440 A US 5488632 A	15-07-96 04-08-94 30-10-91 17-02-94 15-04-92 01-10-91 15-03-92 25-07-96 02-01-97 13-01-93 30-06-93 17-10-91 05-08-93 10-02-94 10-03-97 06-09-94 30-01-96